

运算放大器电路固有噪声的分析与测量

第 10 部分：仪表放大器噪声

作者：Art Kay，德州仪器 (TI) 高级应用工程师

本文主要阐述仪表放大器电路中的噪声分析与仿真。此外，我们还将探讨将仪表放大器设计中噪声最小化的方法。

三运放仪表放大器的简单回顾

仪表放大器 (INA) 对小差动信号进行了放大。大多数 INA 都包括若干个电阻和运算放大器 (op amps)。虽然可以使用分立组件来构建这些 INA，但是使用单片集成电路 INA 的优点颇多。使用分立组件很难达到单片 INA 的精度和尺寸。

图 10.1 显示了 三运放 INA 的拓扑结构以及一些主要连接。就仪表放大器而言，三运放 INA 是最流行的拓扑结构。在本节，我们将开发针对 INA 的增益方程式，这是进行噪声分析的一个重要的方程式。但是本文并不会全面阐述如何设计并分析仪表放大器。

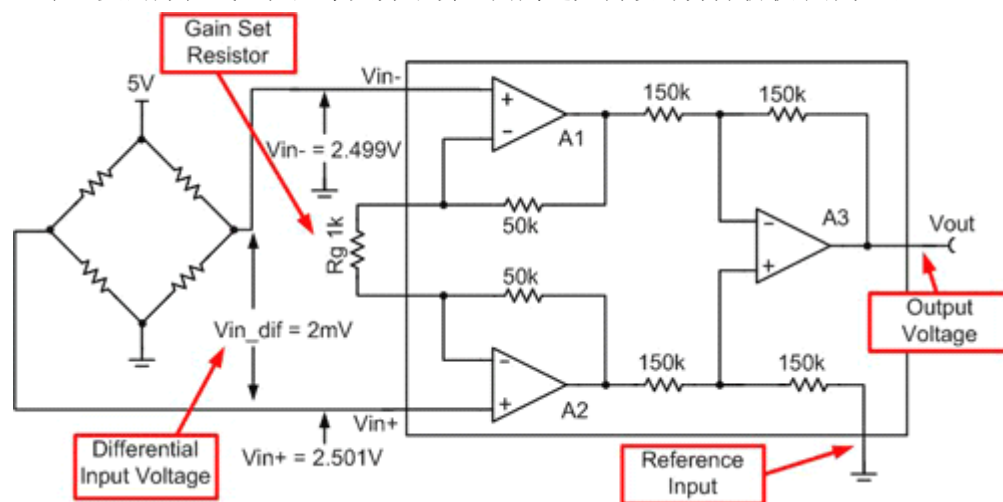


图 10.1 三运放仪表放大器概述

诸如电阻式桥接的传感器生成用于 INA 的输入信号。为了理解 INA 增益方程式，您必须要首先理解输入信号中的共模和差动组件的正式定义。共模信号是 INA 两个输入端上的平均信号，差动信号是两信号之间的差。因此按照定义，有一半的差动信号会高于共模电压，一半的差动信号会低于共模电压。图 10.2 中的信号源描述了共模信号和差动信号的定义。

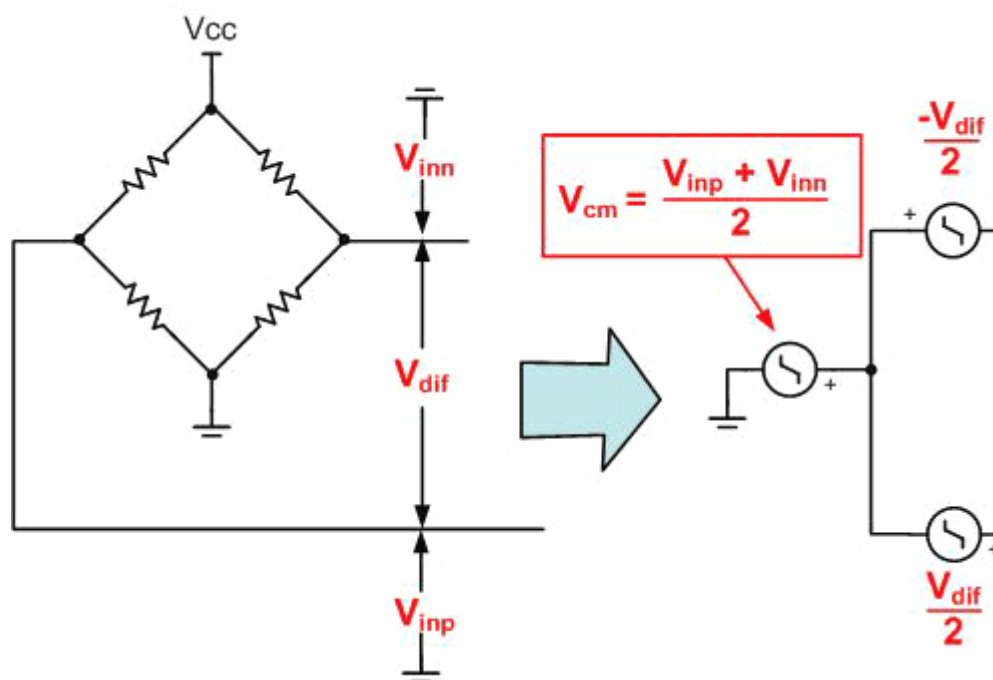


图 10.2 共模信号和差动信号的定义

现在我们将图 10.2 中的共模和差动电压信号源表示法应用于三运放 INA，并对增益方程求解。这一练习给我们的噪声分析提供了颇具价值的启发。通过分离输入级和输出级（请参见图 10.3），我们将简化这一分析过程。这就允许我们可以单独分析每一半，从而我们可以在后期将二者整合，以得出全部的结果。

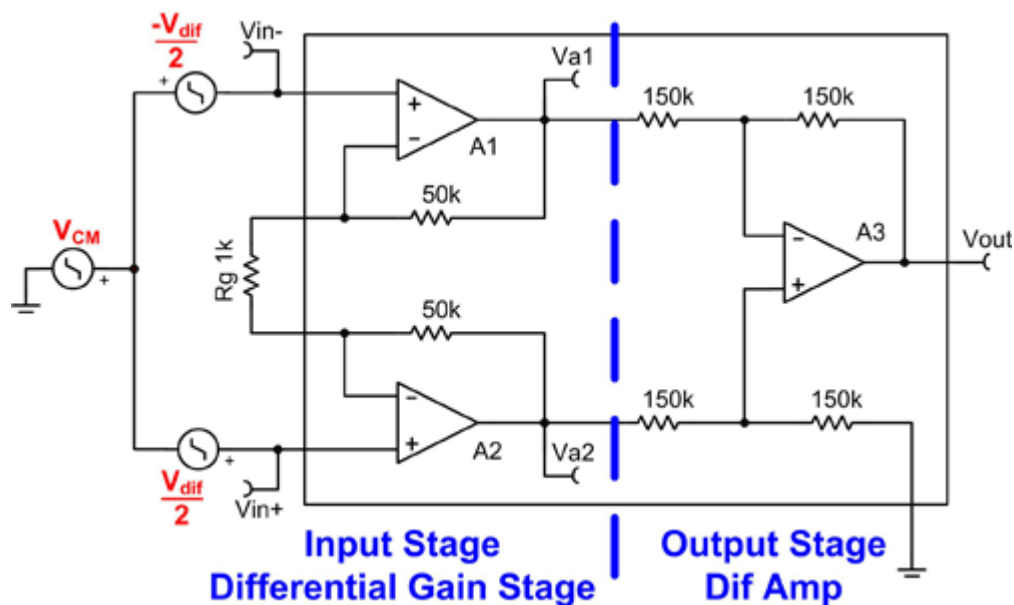


图 10.3 开始三运放 INA 分析

在图 10.4 中我们对称地将输入级的上半部分和下半部分分离后开始进行分析。放大器的每一半均可视为一个简单的、非反相放大器（增益 = $R_f/R_{in} + 1$ ）。请注意，增益设置电阻也被分成了两半，因此每一半的增益为：增益 = $2R_f/R_g + 1$ 。请注意，共模电压 (V_{cm}) 向放大器每一半输出端的转移。

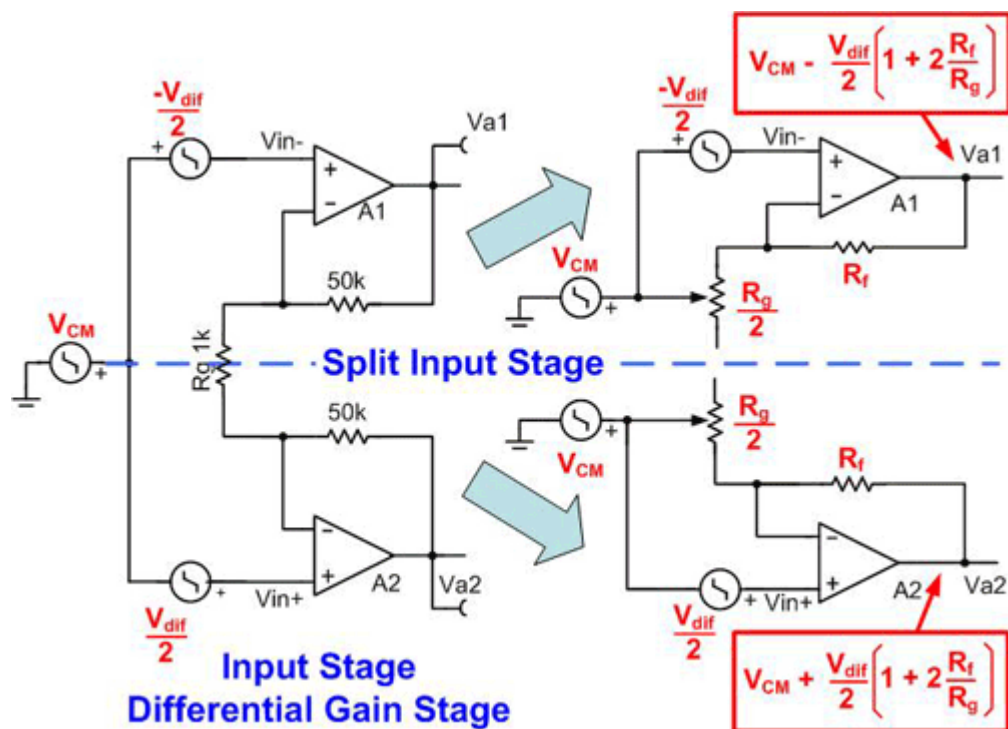


图 10.4 三运放 INA 输入级分析

图 10.5 显示了 INA 输出级的分析。该放大器拓扑通常被称为差动放大器 (diff-amp)。为了分析输出级，我们将放大器分为了两半，对每一半进行分析并使用叠加将两个分析结果整合。

放大器的上半部分是一个简单的反相放大器，增益为 -1: $V_{out} = -V_{in}$ 。

图 10.5 中放大器的下半部分是一个非反相放大器，其分压器连接至输入端。请注意放大器的下半部分有两个输入端。一个输入端 (V_{a1}) 源自输入级，另一个输入端源自 (V_{ref}) 参考引脚。分压器 (R_4 和 R_6) 将两个输入端除以 2。非反相放大器的增益为 2: $R_5/R_4 + 1$ 。 V_{a2} 和 V_{ref} 处的总增益为 1: 分压器增益 \times 非反相增益 = $0.5 \times 2 = 1$ 。

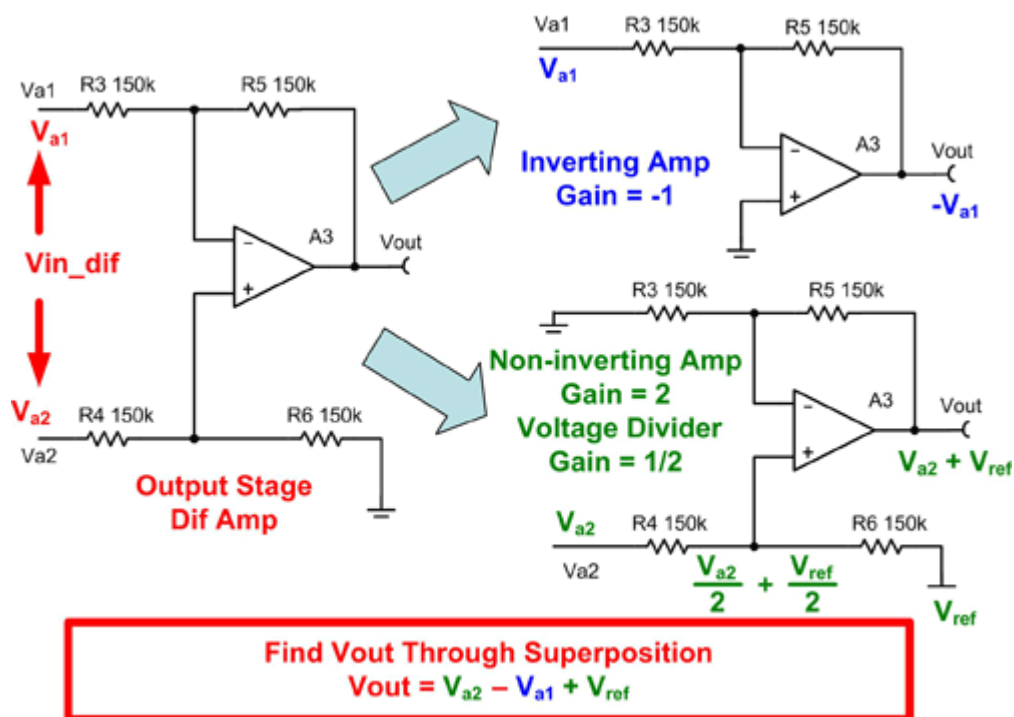


图 10.5 开始 三运放 INA 分析

将图 10.5 中放大器的两半部分的结果整合起来可以得出差运放大器的方程式： $V_{out} = V_{a2} - V_{a1} + V_{ref}$ 。接下来，把图 10.4 和图 10.5 中最终传递函数的结果整合。请注意所有的增益都位于第一个级，第二个级将第一个级的差动输出转换成了一个单端信号。参考电压直接添加到了输出端（参考信号增益=1）。

$$V_{a1} = V_{cm} - \frac{V_{dif}}{2} \cdot \left(1 + 2 \frac{R_f}{R_g}\right) \quad \text{[1] Input Stage Top Half}$$

$$V_{a2} = V_{cm} + \frac{V_{dif}}{2} \cdot \left(1 + 2 \frac{R_f}{R_g}\right) \quad \text{[2] Input Stage Bottom Half}$$

$$V_{out} = V_{a2} - V_{a1} + V_{ref} \quad \text{[3] Output Stage}$$

$$V_{out} = \left[V_{cm} + \frac{V_{dif}}{2} \cdot \left(1 + 2 \frac{R_f}{R_g}\right) \right] - \left[V_{cm} - \frac{V_{dif}}{2} \cdot \left(1 + 2 \frac{R_f}{R_g}\right) \right] + V_{ref} \quad \text{Substitute [1] and [2] into [3]}$$

$$V_{out} = V_{dif} \left(1 + 2 \frac{R_f}{R_g}\right) + V_{ref} \quad \text{[4] Simplify}$$

图 10.6 开始 三运放 INA 分析

三运放仪表放大器的噪声模型

图 10.7 显示了 INA 示意图中运算放大器的噪声源。请注意每一个电阻还具有一个与运算放大器噪声源有关的散热噪声。您可以将所有这些噪声源在 INA 输入端作为单信号源归并在一起，或作为 INA 输入和输出级两个噪声源归并在一起。图 10.8 显示了具有一个或两个噪声源的简化噪声模型。本系列文章的第 2 部分介绍了噪声模型，本系列文章的第 4 部分显示了用于 spice 分析的简化版本。

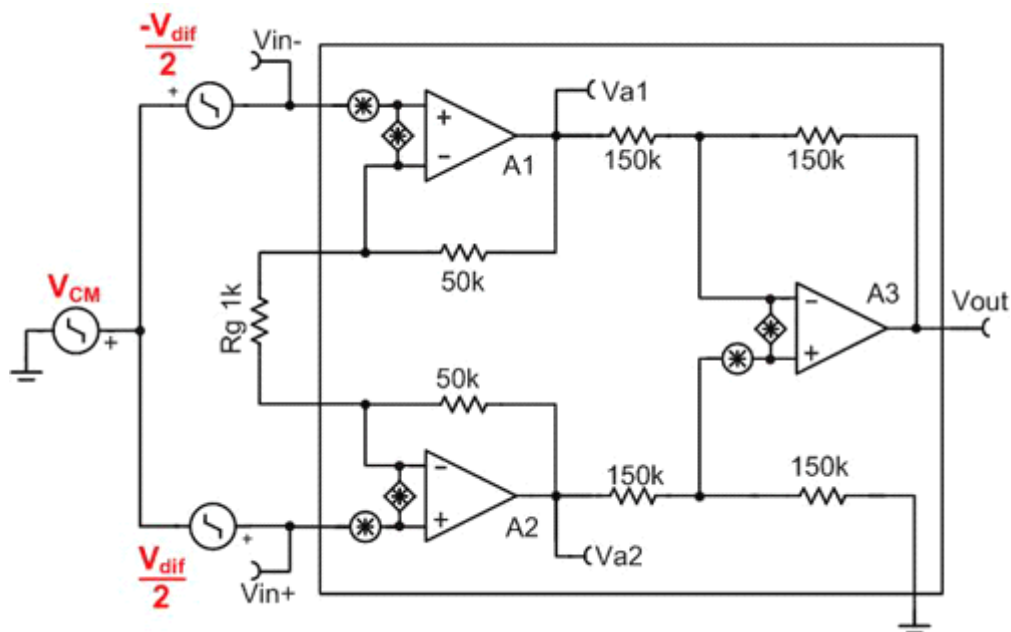
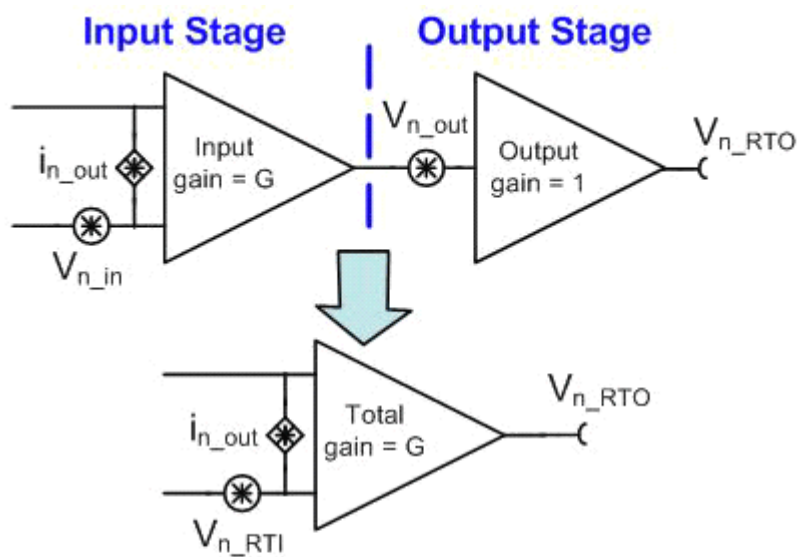


图 10.7 三运放 INA 的噪声模型

图 10.8 顶部的两级模型具一个输入级 (V_{n_in}) 电压噪声源和一个输出级 (V_{n_out}) 电压噪声源。 V_{n_RTO} (输出电压噪声) 识别整个 INA 的输出噪声。要计算噪声 V_{n_RTO} , 可以将输入噪声方和根乘以增益和输出噪声相加 (请参见图 10.8 中的方程式 5)。要计算输入噪声, 可以将输出噪声除以 INA 增益 (请参见图 10.8 中的方程式 6)。



$$V_{n_RTO} = \sqrt{(V_{n_out})^2 + (V_{n_in} \cdot G)^2}$$

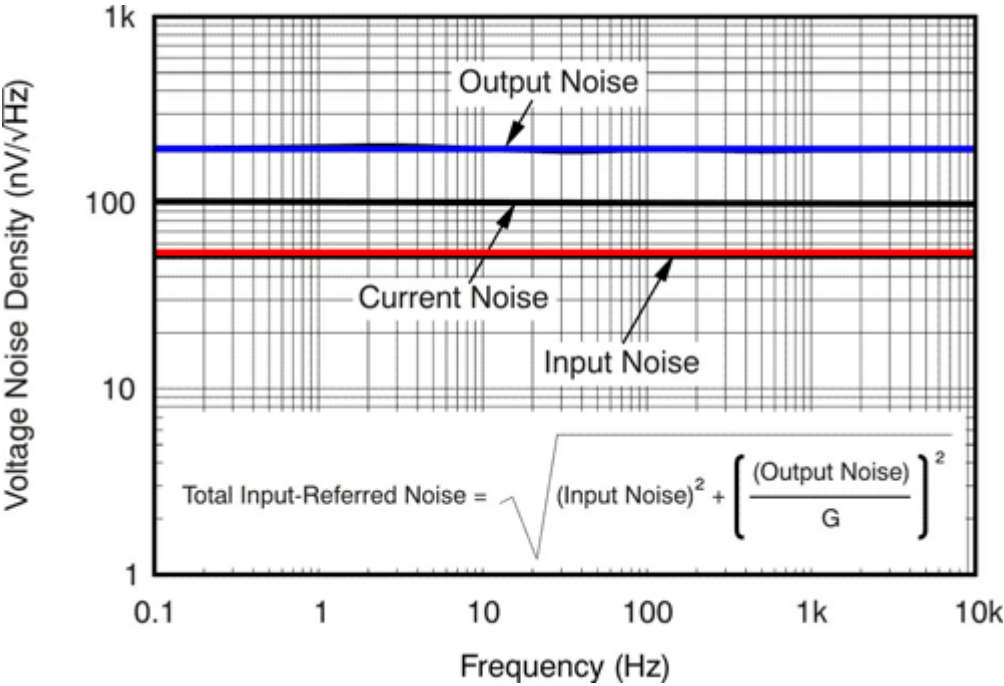
[5] Noise referred to the output

$$V_{n_RTI} = \sqrt{\left(\frac{V_{n_out}}{G}\right)^2 + (V_{n_in})^2}$$

[6] Noise referred to the input

图 10.8 一级或二级简化噪声模型

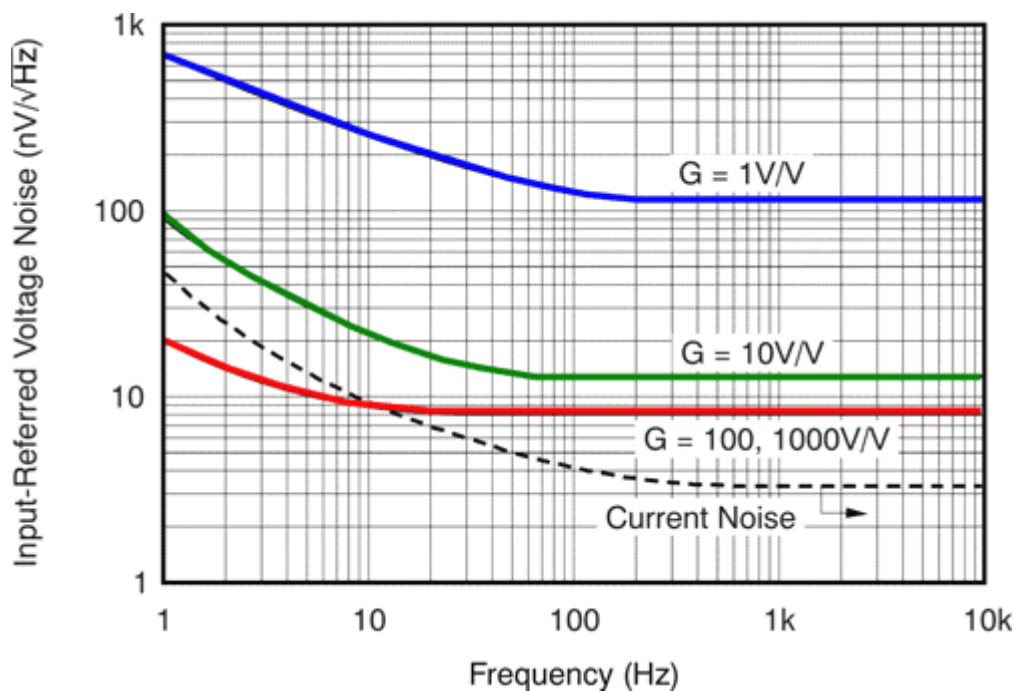
图 10.9 显示了 INA333 的频谱密度曲线。请注意该图显示了输入级噪声和输出级噪声的两个独立的曲线。要使用该曲线，请使用图 10.8 中方程式 5 和方程式 6 将输入级和输出级噪声整合在一起。为了方便起见，我们将方程式 5 包括在了频谱密度曲线中。图 10.9 中表格说明了输入级噪声如何在高增益时成为主要噪声（例如：就 100 和 1000 增益而言，输入参考噪声为 50nV/rtHz）。



增益	总输入等效噪声 (nV/rtHz) [方程式 6]	总输出噪声 (nV/rtHz) [方程式 5]
1	206.2	206.2
2	111.8	223.6
5	64	320
10	53.9	539
100	50	5000
1000	50	50,000

图 10.9 三运放 *INA* 的噪声模型

一些频谱密度曲线将输入级和输出级噪声整合到了一条曲线中。图 10.10 所示的 INA128 噪声频谱密度曲线将输入和输出级的噪声整合到了一条曲线中。请注意，在不同增益时有多条曲线。就低增益而言，输入和输出级噪声都很明显（1—10 增益）。就较高的增益而言，输入噪声为主要噪声（100 -1000 的增益）。



(增益)	总输入有效噪声 (nV/rtHz) 直接从图中提取	总输出噪声 (nV/rtHz) 输入 x 增益
1	110	110
10	12	120
100	8	8000
1000	8	8000

图 10.10 三运放 INA 的噪声模型

人们有时会着眼于图 10.10 中的频谱密度，并错误地认为输出噪声会随着增益变化下降。输出噪声将随着增益的提高而一直增加。因此正确的结论是输入级和输出级在低增益时都会引起噪声，但在高增益时输入级是带来噪声的主要原因。由于在高增益时噪声问题通常会引起人们的注意，因此集成电路设计人员针对低噪声优化了输入级。这与低输出噪声级时的重要程度不一样，因为输入级通常是主要原因。IC 设计人员不会优化输出级噪声性能来保持放大器的静态电流尽可能地低（请回过头去参见第 7 部分：噪声与放大器静态电流成反比例关系）。

三运放仪表放大器工艺分析 (hand analysis)

在本节，我们将计算典型 INA 应用的理想输出噪声。完成这一工作的最佳方法是单独分析电路的不同部分然后把结果汇总在一起。这种分析只能向我们说明哪些噪声源是主要的，哪些噪声源是可以忽略不计的。确定这些噪声源的能力在设计低噪声系统时至关重要，具备这种能力可以使我们不用再费尽心思地去试图降低对噪声性能没有多大影响的元件中的噪声。图 10.11 显示了我们将要进行分析的示例电路。该电路的增益为 101 (增益 = $1 + 100k/1k$)。该电路使用一个单电源、5V 仪表放大器。在本示例中，我们使用了一个参考缓冲器来驱动参考引脚平分电源。这样一来，输出就会随着双极输入信号对称的摆动。参考缓冲器是必须

的，因为参考引脚为相对的高阻抗且任何串联电阻均会在 A3 非反相输入处产生一个分压器误差（请参见参考文献 [1]）。该电路的输入是一个桥接传感器。该桥接传感器可以测量宽泛的差动信号（例如：压力、应力、加速等）。然而为完成该分析，我们只是将该桥接传感器建模为 4 个电阻器。

图 10.11 用于示例计算的桥接传感器放大器

图 10.12 显示了如何计算参考缓冲器噪声输出。请注意，参考缓冲器具有一个由两个 100kΩ 电阻组成的分压器。从噪声的角度来看，这两个电阻为并联（即，把 5V 电源视为位于 AC 接地电压）。为了计算参考驱动电路的总噪声，我们充分考虑了分压器的散热噪声、分压电流产生的电压噪声以及运算放大器噪声。

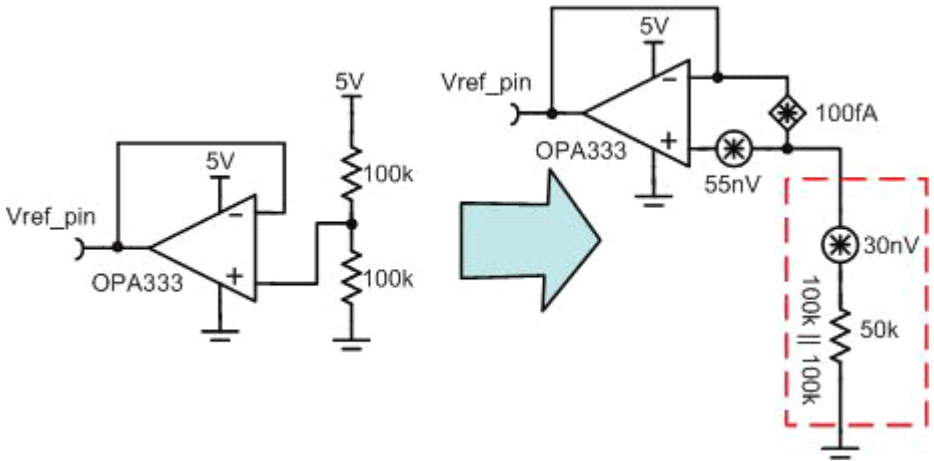


图 10.12 参考缓冲器电路的噪声等效电路

图 10.13 显示了图 10.12 中参考缓冲器的计算。首先，我们计算了分压器 (28.7nV/rtHz) 的散热噪声。电流噪声的电压噪声乘以分压器电阻以后会很小(5nV/rtHz)。通常，您可以忽略 MOSFET 运算放大器的电流噪声，除非是输入电阻非常大（例如：超过了 10Meg）。运算放大器噪声为参考缓冲器总噪声的主要噪声 (62.2nV/rtHz)。

参考缓冲器的一个设计考虑因素是电阻分压器的散热噪声。用 10k 电阻替代 100k 电阻可以大大降低散热噪声。完成这一更改可以将输出噪声降至 55nV/rtHz。进一步降低噪声的唯一方法就是更换运算放大器。根据应用的不同，这些更改可能不是很有效。在本示例中，OPA333 和分压器功耗都很低。更换分压器和运算放大器来提升噪声性能会大大提高功耗。而且，我们在后来可以看到在本电路中参考缓冲器的噪声贡献量并不很大。

$k_n = 1.38 \cdot 10^{-23}$	Boltzmann's constant
$T_k = 273 + 25$	Temperature in Kelvin
$R_{eq} = 50k\Omega$	Input resistance (parallel combination of voltage divider)
$e_{n_r} = \sqrt{4k_n \cdot T_n \cdot R_{eq}} = 28.7 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$ [7] Thermal Noise from input resistor	
$i_n = 100fA$	Current noise from OPA333
$e_{n_i} = i_n \cdot R_{eq} = 5 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$ [8] Voltage Noise from current noise	
$e_{n_{opa}} = 55 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$	Voltage noise from OPA333
$e_{n_{ref}} = \sqrt{e_{n_{opa}}^2 + e_{n_r}^2 + e_{n_i}^2} = 62.2 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$ [9] Total rms noise from reference driver circuit	

图 10.13 参考缓冲器噪声计算

图 10.14 说明了如何分析电阻性桥接传感器的散热噪声以及电流噪声的影响。进行这一分析的最简单的方法就是单独考虑每个输入并使用叠加的方法来整合每个输入端的噪声。 V_{cc} 作为一个 ac 接地，每个输入端处有两个并联的桥接电阻腿。因此，每个输入端的等效输入电阻为桥接电阻的一半 ($R/2$)。

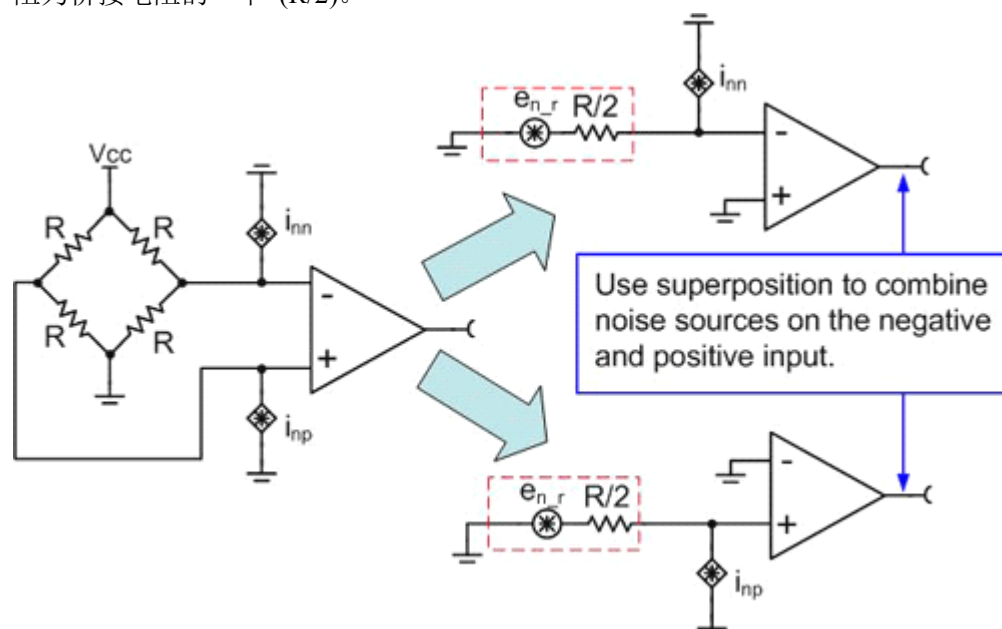


图 10.14 桥接噪声模型和输入电流噪声

图 10.15 显示了桥接传感器散热噪声的计算以及电流噪声的影响。在该示例中，电流噪声非常低，因为 INA333 是一个 MOSFET 仪表放大器 ($100fA/rHz$)。我们用电流噪声乘以等效输入电阻以将电流噪声转换成电压噪声。

$$i_{in} \cdot \frac{R}{2} \quad \text{Voltage noise from current noise}$$

$$e_{n_{rb}} = \sqrt{4k_n \cdot T_n \cdot \frac{R}{2}} \quad [10] \text{ Resistor Noise}$$

Use superposition to add the noise from the input resistance and both current noise sources

$$e_{in_i} = \sqrt{\left(i_{in} \cdot \frac{R}{2}\right)^2 + (e_{n_{rb}})^2 + \left(i_{np} \cdot \frac{R}{2}\right)^2 + (e_{n_{rb}})^2}$$

$$\text{Assume } |i_{in}| = |i_{np}|$$

Note that these sources are uncorrelated

$$e_{in_i} = \sqrt{2\left(i_{in} \cdot \frac{R}{2}\right)^2 + 2(e_{n_{rb}})^2} \quad [11] \text{ Total Noise from input resistors and current source}$$

For this example ($R=5k\Omega$, $i_n = 100fA/\sqrt{Hz}$)

$$e_{n_{rb}} = 6.4 \frac{nV}{\sqrt{Hz}} \quad \text{Resistor noise}$$

$$i_{in} \cdot \frac{R}{2} = 0.25 \frac{nV}{\sqrt{Hz}} \quad \text{Voltage noise from current noise}$$

$$e_{in_i} = \sqrt{2(0.5)^2 + 2(9.1)^2} = 9.1 \frac{nV}{\sqrt{Hz}} \quad \text{Total Noise from input resistors and current source}$$

图 10.15 散热噪声和电流噪声计算

图 10.16 显示了我们示例电路中的所有噪声分量。请注意，输入级和传感器噪声添加为方和根 (RSS)。现在将组合的输入和传感器噪声乘以 INA 增益并将 RSS 与输出级噪声和参考缓冲器噪声相加。

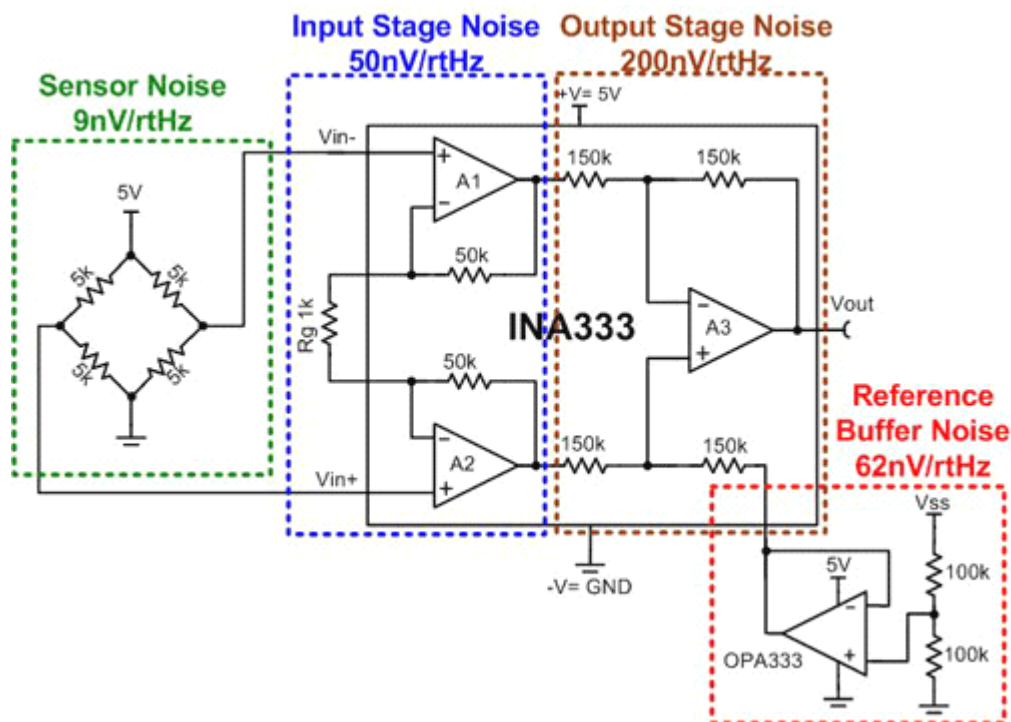


图 10.16 示例电路中噪声分量概述

当进行噪声分析时，您通常有一个主要的噪声源并且在不引入明显误差的情况下可以忽略其他噪声源。一个不错的经验法则是如果某噪声源是其他噪声源的三倍的话，那么该噪声就是主要的噪声源。请谨记对因数 3 进行平方，因为您将噪声添加为方和根。图 10.17 说明了三法则 (rule of three)。

图 10.17 三法则确定了主要的噪声分量

就图 10.11 中的示例电路而言，您可以看到输入级噪声为主要噪声。当对各个不同的分量进行比较时一定要记得使用三法则。输入级噪声为 50nV/rHz，总体输入组合噪声为 50.8nV/rHz。确定主要的噪声分量是很重要的，这样您就不会浪费时间来尝试优化那些无关紧要的电路噪声。在本示例中，对于整个噪声来说最重要的因素是输入级噪声。因此，优化参考缓冲器噪声不能带来测量优势。

[12] Noise spectral density referred to the input for this example

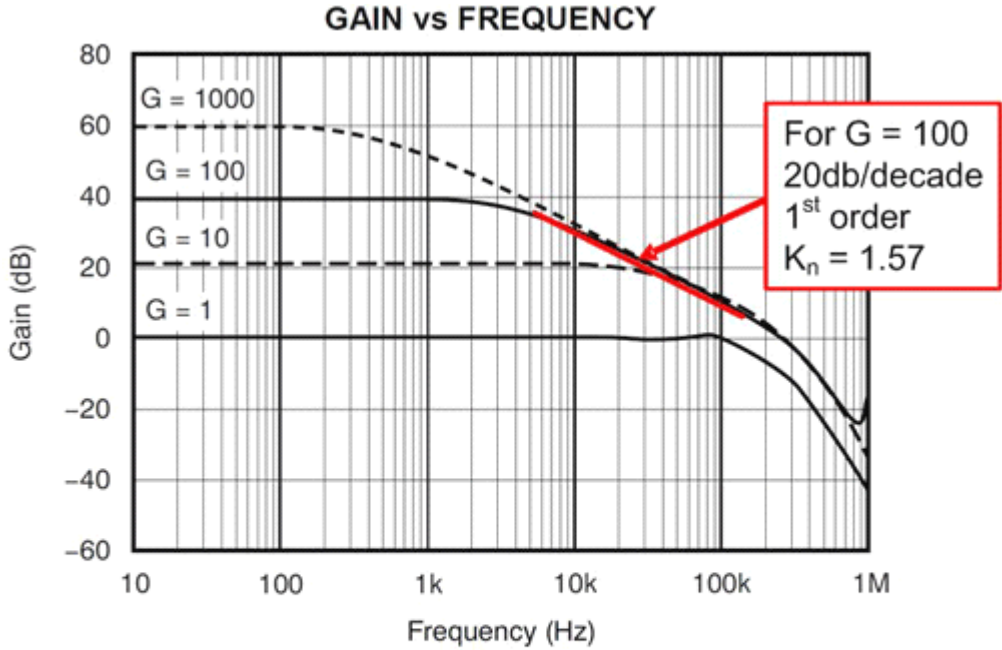
$$\text{Noise_Spec_Den_RTI} = \sqrt{V_{n_in_stage}^2 + V_{n_bridge}^2 + \left(\frac{V_{n_out_stage}}{G}\right)^2 + \left(\frac{V_{n_ref_buf}}{G}\right)^2}$$

$$\text{Noise_Spec_Den_RTI} = \sqrt{\underbrace{(50)^2 + (9)^2}_{\text{Neglect}} + \underbrace{\left(\frac{200}{100}\right)^2 + \left(\frac{62}{100}\right)^2}_{\text{Approximately equal to the dominant term}}} = 50.847 \frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}}$$

Dominant
Neglect
Approximately equal to the dominant term

图 10.18 在本示例中输入噪声为主要噪声

本分析接下来就是要计算总体 rms 噪声和输出端的峰至峰噪声。要想计算 rms 噪声，我们就必须要知道噪声带宽。您可以使用产品说明书中增益和频率的关系图来估计高频率增益滚降的阶次。图 10.19 说明了增益如何以 -20dB/decade 的速率滚降（相当于一个一阶或单极滤波器）。我们使用滚降来计算砖墙校正因数 (brick wall correction factor) (K_n)，并将砖墙校正因数乘以 3dB 带宽计算出噪声带宽。在本示例中， $K_n = 1.57$ ，因为 INA333 高频滚降为单极。您可以从产品说明书(3.5kHz) 中的“频率响应表”中直接读取 3dB 带宽。因此，就本示例而言，噪声带宽为 $BW_n = 1.57 \times (3.5\text{kHz}) = 5.495\text{kHz}$ 。本文章系列的第 2 部分探讨了砖墙校正因数和噪声带宽。



Parameter	INA333			UNIT
	MIN	TYP	MAX	
Frequency Response				
G = 1		150		kHz
G = 10		35		kHz
G = 100		3.5		kHz
G = 1000		350		Hz

图 10.19 三运放 INA 的噪声模型

图 10.20 显示了示例电路的最终计算结果。请注意，本文章系列的第 1 部分 阐述了用于计算总噪声的方法。本示例使用了一个限幅自稳仪表放大器。因此，该放大器没有一点 $1/f$ 噪声且计算也更为简单。我们用噪声带宽的平方根乘以输入噪声（请参见方程式 14，图 10.20）计算出 rms 噪声，然后用 rms 值 6 倍的值估算峰至峰电压（请参见方程式 15，图 21）。

$G = 100$	INA Gain
$V_{in_RTI} = 50.85nV/\sqrt{Hz}$	From "Input referred noise" equation
$f_H = 3.5kHz$	From data sheet table for gain = 100
$K_n = 1.57$	For first order function See Gain vs Frequency in the data sheet
$BW_n = f_H \cdot K_n = 5.495kHz$	Noise Bandwidth
$e_{n_out} = G \cdot V_{in_RTI} \sqrt{BW_n} = 376.9\mu V_{rms}$	[13] RMS Output Noise
$e_{n_outPP} = 6 \cdot e_{n_out} = 2.26mV_{pp}$	[14] Peak-to-Peak Output

图 10.20 桥接电阻电路的最终噪声计算

三运放仪表放大器仿真

所有 SPICE 仿真器都可以对图 10.11 中的电路进行仿真。TI 免费提供了 TINA SPICE 和 INA333 模型的下载服务。INA333 模型对噪声和大多数其他相关的参数进行正确的建模。本文章系列的第 4 部分说明了如何利用我们用于 INA 的相同方法来仿真运算放大器电路噪声。

图 10.21 显示了 TINA SPICE 的可用“噪声分析”选项。在检验了“输出噪声”框以后，仿真器将在示意图的每个测试点创建一个频谱密度曲线。在检验了“整体噪声”框以后，仿真器将创建一个 rms 噪声曲线图（即完整的电源频谱密度曲线）。

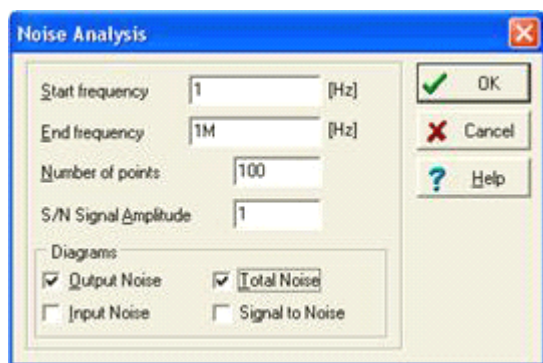


图 10.21 TINA 噪声分析选项

图 10.22 显示了 TINA SPICE 中使用“输出噪声”选项生成的示例电路的仿真频谱密度曲线图。图 10.23 显示了 rms 噪声（完整的功率频谱密度方根）。

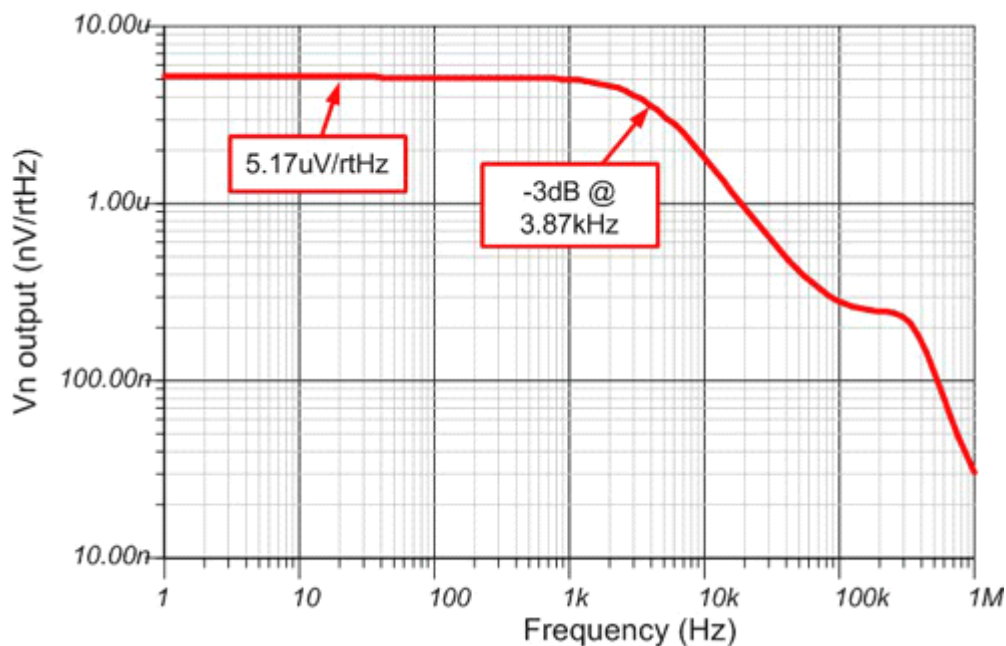


图 10.22 INA333 示例电路输出端的频谱密度

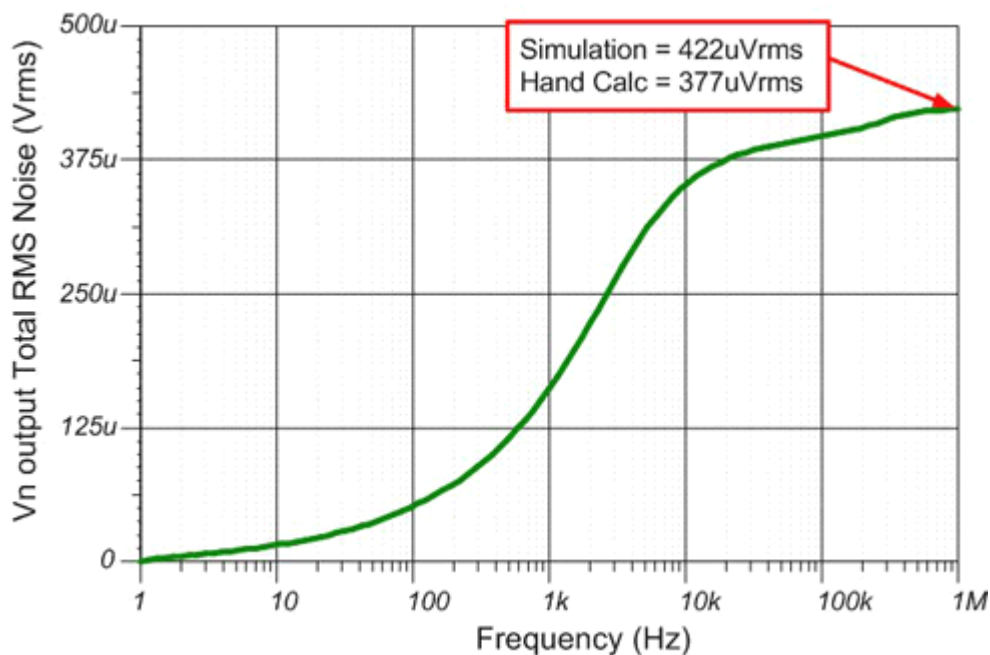


图 10.23 INA333 示例电路的 *rms* 输出噪声

请注意，图 10.23 中的仿真噪声和计算噪声并非完全一致（仿真噪声=422uVrms，计算噪声=377uVrms）。造成这种小差异的原因很多。第一、仿真结果的频谱密度会稍高于计算频谱密度；第二、仿真结果的带宽会稍宽于产品说明书中的带宽；第三、仿真器增益滚降在大概 200kHz 时有一个“颠簸 (bump)”。工艺计算无法解释该颠簸。图 10.24 说明了这些差异。当工程师看到仿真和工艺计算之间的这些差异时他们通常会很关心这一问题。在这种情况下，误差在大约 10% 左右。噪声计算有 10% 的误差不算很大。请谨记产品说明书给出了常见的规范，因此您会看到比实际器件规范大于 10% 的差异。在本示例中，就低于 1kHz 的带宽和频谱密度而言，工艺计算比仿真结果更加精确，因为工艺计算直接取自产品说明书。在频谱密度曲线中 200kHz-bump 时仿真结果更接近产品说明书中的值。总之，您应该忽略这一差异。

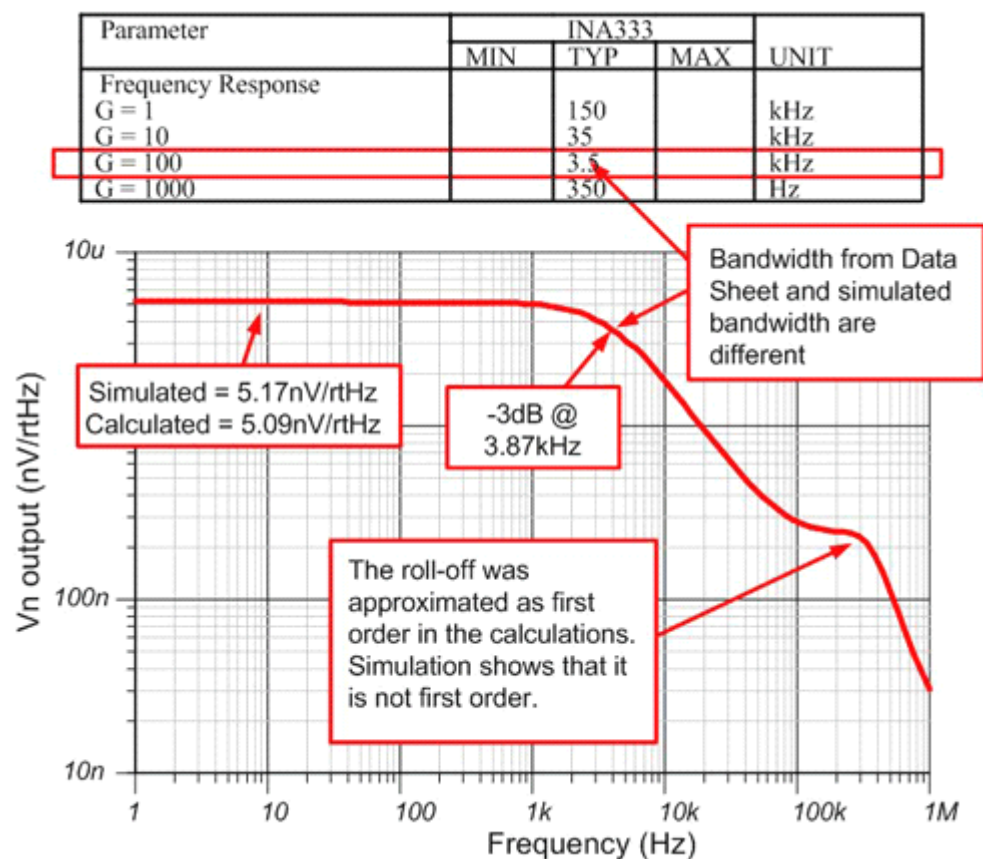
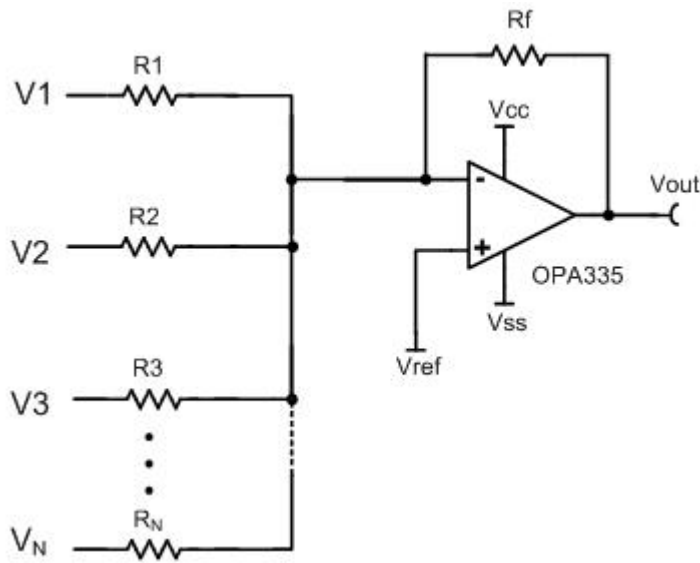


图 10.24 仿真计算与工艺计算的对比

利用均衡电路降低噪声

降低噪声的一种方法是将多个放大器的输入端连接在一起，并利用运算放大器均衡电路均衡输出。图 10.25 显示了一个非反相均衡电路。所有的输入电阻 (R_1 、 R_2 、 R_3 、... R_N) 必须要具备运行的均衡特性。此外，反馈电阻 (R_f) 必须要等于输入电阻值除以输入电阻数量的值。



$$V_{out} = V_{ref} - R_f \left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3} + \dots + \frac{V_N}{R_N} \right) \quad [15]$$

For an averaging circuit choose

$$R_1 = R_2 = R_3 = \dots R_N = R$$

$$R_f = R / N$$

$$V_{out} = V_{ref} - \frac{(V_1 + V_2 + V_3 + \dots + V_N)}{N} \quad [16]$$

图 10.25 运算放大器均衡电路

图 10.26 显示了从理论上均衡电路如何降低噪声。均衡作用假设噪声源是一样的且不相关。输出噪声是输入噪声除以平均数的方根。

$$v_{noise_output} = \sqrt{\left(\frac{v_{noise1}}{N}\right)^2 + \left(\frac{v_{noise2}}{N}\right)^2 + \left(\frac{v_{noise3}}{N}\right)^2 + \dots + \left(\frac{v_{noiseN}}{N}\right)^2}$$

Where v_{noise1} , v_{noise2} , v_{noise3} , ..., v_{noiseN} are noise sources

If you assume that v_{noise1} , v_{noise2} , v_{noise3} , ..., v_{noiseN} are equal uncorrelated noise sources, then

$$v_{noise_output} = \sqrt{N \left(\frac{v_{noise}}{N}\right)^2} = \sqrt{\frac{v_{noise}^2}{N}} = \frac{v_{noise}}{\sqrt{N}} \quad [17]$$

图 10.26 均衡电路输出噪声源

图 10.27 显示了一个均衡 3 个 INA333 放大器的实际电路。请注意，在本示例中 INA333

增益设置为 1001（增益 = $1 + 100\text{k}/100$ ）。该图还显示了这三个放大器输入端如何连接在一起以及 INA333 三个输出如何连接至均衡电路。该电路是一款高效的单 INA333，噪声降低了 $1/\sqrt{3}$ 倍。请注意，INA333 输入放大器的电流噪声添加了（方和根）。因此，虽然该电路是一种降低电压噪声的有效方法，但是其也会增加电流噪声。

选择 R4、R5 和 R6 值将电流限制在一个合理的值范围内。INA333 和 OPA335 为低功耗器件，您必须要注意避免出现过高的电流。工程师有时会为均衡电路输入电阻选择一个较小的值以最小化噪声。但是，该电阻值不会影响整体噪声，因为 INA333 噪声为主要噪声（ $50\text{nV}/\text{rtHz} \times 1000 = 50\text{uV}/\text{rtHz}$ ）。选择 R7 来调节均衡增益（例如， $100\text{k} / 3 = 33\text{k}$ ）。

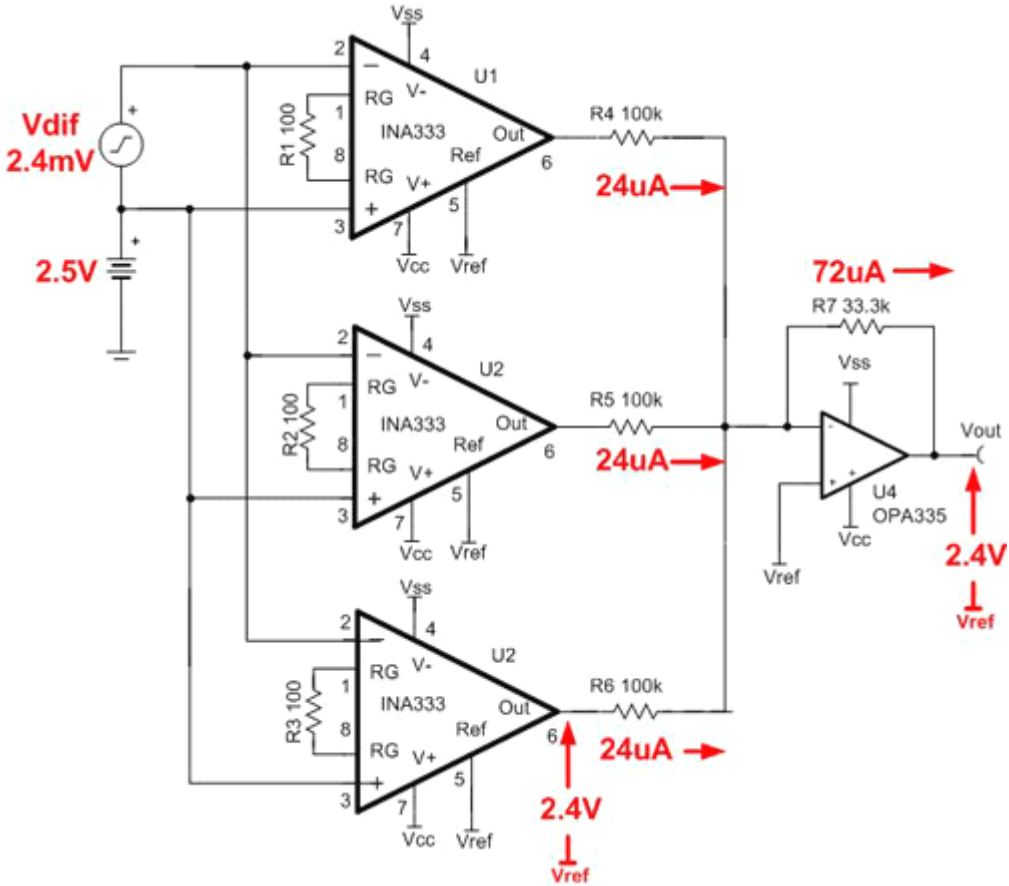


图 10.27 INA333 三运放均衡电路

图 10.28 显示了用于证明均衡电路影响的电路板。您可以均衡的放大器数量为跳线可选。利用套接 (socketed) 通孔电阻对仪表放大器增益进行设置。其目标是使电路板足够灵活，从而可以做宽泛的实验。使用跳线和通孔组件使得印刷电路板尺寸比仅使用表面贴装组件的电路板尺寸大了许多。尺寸是很重要的，因为较长的线迹可能会拾取外来噪声（例如，60Hz、RFI 干扰等）。

图 10.28 用于说明平均噪声影响的电路

图 10.29 显示了总输出噪声和平均的放大器数量的关系。噪声会根据方程 $V_{n_output} = V_{noise} / \sqrt{N}$ 下降。请注意，使用一个 4 放大器电路（例如，4 个放大器可将噪声降低一半（ $1/\sqrt{4} = 1/2$ ））大大降低噪声。虽然使用大量的放大器可以进一步降低噪声，但是由于 PC 板面积、成本和复杂性问题这样做可能不是很实际。

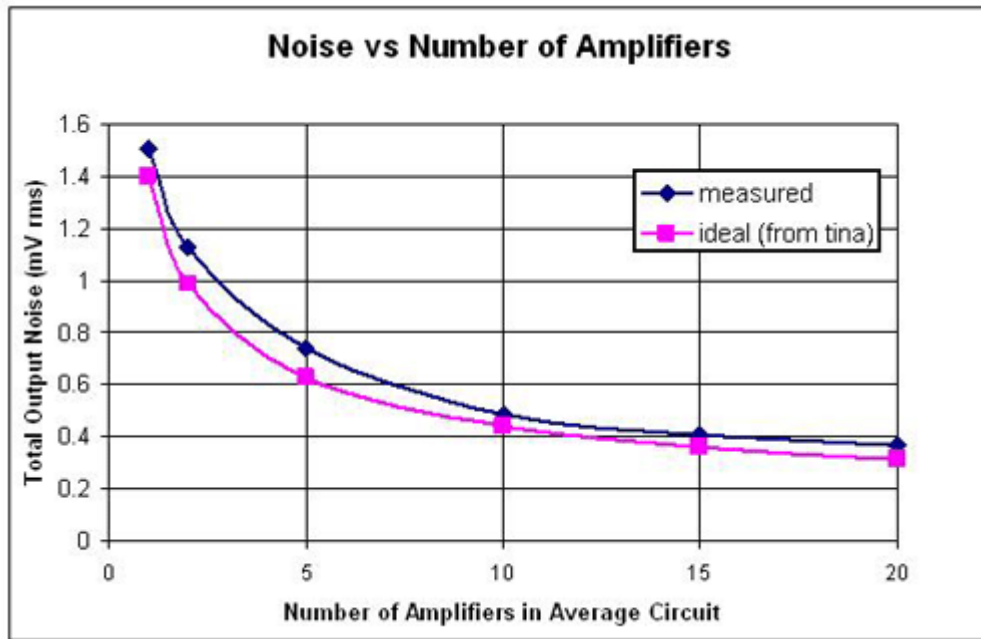


图 10.29 噪声与 *INA333* 电路放大器数量的关系

图 10.30 显示了 *INA333* 均衡电路的测量和仿真频谱密度。将测量和仿真结果进行密切对比。

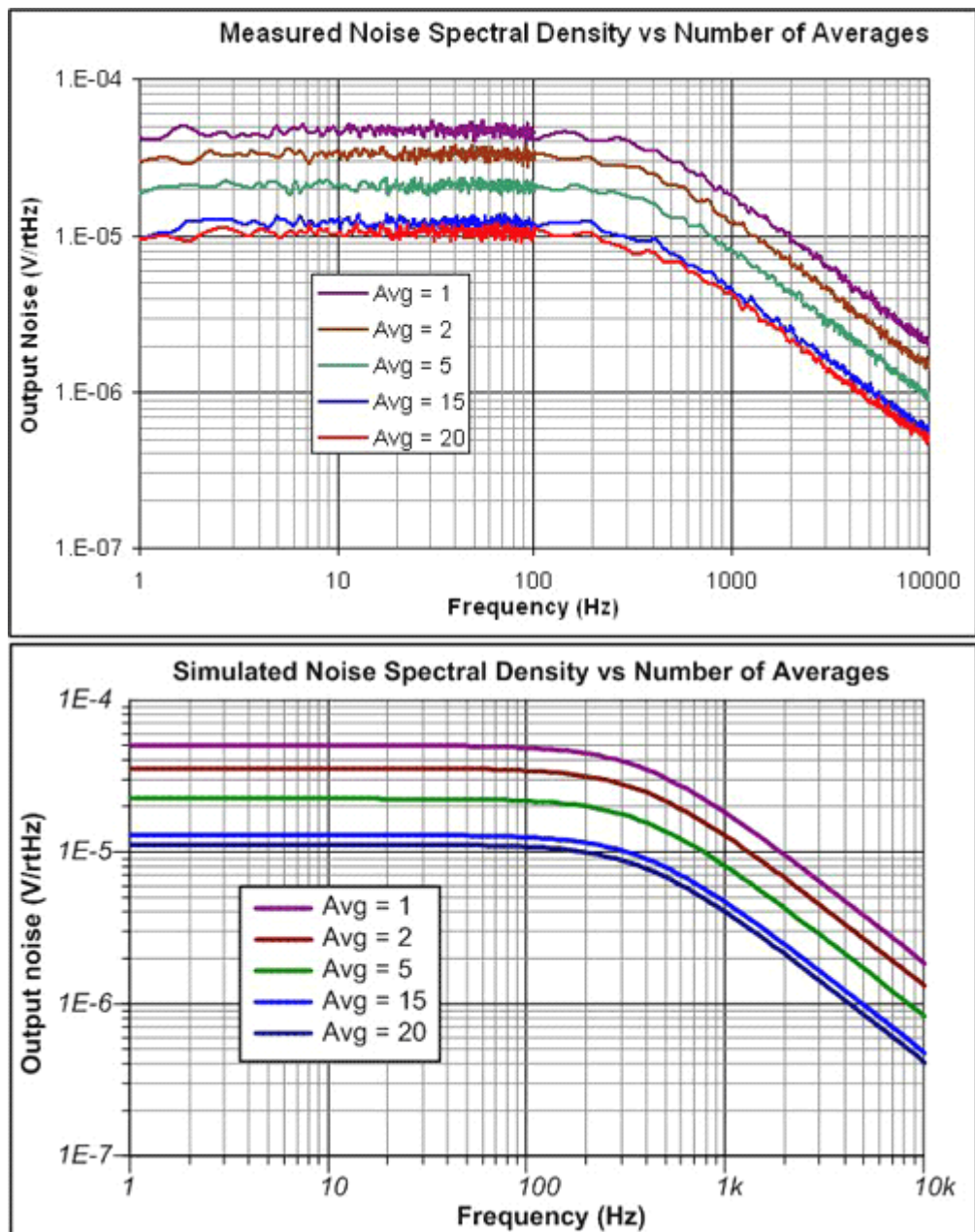


图 10.30 频谱密度与平均次数的关系

总结

在本文中，我们讨论了如何计算并仿真仪表放大器噪声。此外，我们还阐述了用均衡电路来创建一个复合、低噪声放大器的方法。

感谢

特别感谢 TI 下列人员，感谢他们在技术方面的真知灼见：

- Rod Burt, 资深模拟 IC 设计经理

- Matt Hann, 高级应用工程师
- Tim Green, 应用工程经理

参考文献

[1] 《选择正确的运算放大器》，作者：Hann, Gina，摘自《电子产品杂志》，网址：
http://www2.electronicproducts.com/Selecting_the_right_op_amp-article-factexas_nov2008-html.aspx.

作者简介

Arthur Kay 现任 TI 高级应用工程师，主要负责传感器信号调节器件的支持。在被 TI 收购之前，他曾担任 Burr-Brown 和诺斯洛普格拉曼公司半导体测试工程师。Art 毕业于佐治亚理工学院 (Georgia Institute of Technology)，获电子工程硕士学位。